

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-243648

(43)公開日 平成10年(1998) 9月11日

(51)Int.Cl.⁶

H 0 2 M 3/28

識別記号

F I

H 0 2 M 3/28

H

Q

7/217

7/217

審査請求 未請求 請求項の数3 O L (全 12 頁)

(21)出願番号

特願平9-42346

(22)出願日

平成9年(1997) 2月26日

(71)出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72)発明者 安村 昌之

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

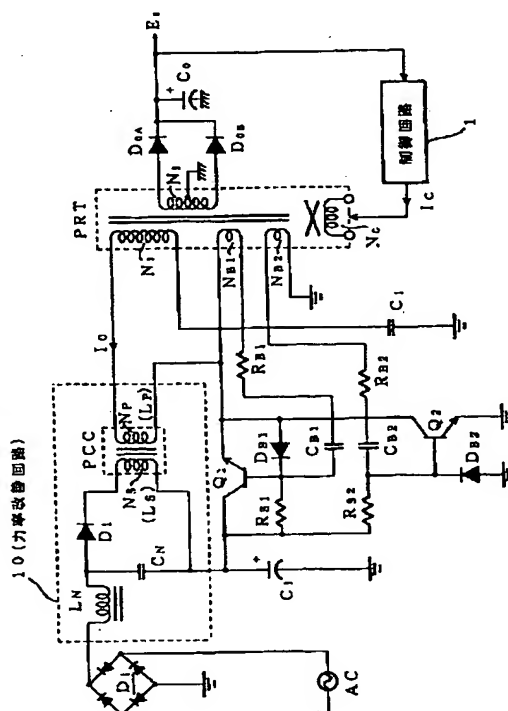
(74)代理人 弁理士 脇 篤夫 (外1名)

(54)【発明の名称】 スイッチング電源回路

(57)【要約】

【課題】 電流共振形コンバータに整流電流経路にスイッチング出力を帰還する方式の力率改善回路を備えた電源回路として、できるだけ低コスト化と小型／軽量化を図った上で、負荷変動に対する力率の安定化を実現する。

【解決手段】 一次巻線 N_1 と直列共振コンデンサ C_1 の直列接続に対してパワーチョークコイルの巻線 N_P を直列接続することにより直列共振回路を形成すると共に、可飽和リアクトルとして形成された絶縁コンバータトランス PRT に対して、スイッチング素子の自励発振用の共振回路を形成する駆動巻線 N_{B1} 、 N_{B2} を巻装するという比較的簡略な構成によって、スイッチング周波数制御方式による定電圧制御を実現したうえで、軽負荷時において力率改善回路により改善されるべき力率の低下を抑制する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 商用交流電源を整流平滑化して整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、

上記整流平滑電圧を自励式のスイッチング動作により断続するためのスイッチング素子及び自励発振駆動回路を備えたスイッチング手段と、

直列共振巻線と直列共振コンデンサにより形成され、上記スイッチング手段のスイッチング動作を電流共振形とする直列共振回路と、

少なくとも、上記直列共振回路に対して直列に挿入される挿入巻線を巻装して形成されるパワーチョークコイルと、

一次巻線とされる上記直列共振巻線と、この直列共振巻線に供給されるスイッチング出力が伝送される二次巻線と、上記直列共振巻線及び二次巻線の巻回方向に対して直交する方向に巻回された制御巻線と、上記自励発振駆動回路を形成する駆動巻線とが巻装されて形成される絶縁コンバータトランスと、

二次側出力電圧レベルに応じてそのレベルが可変される制御電流を上記制御巻線に対して出力する制御電流供給手段と、

上記直列共振回路に供給されたスイッチング出力を整流電流経路に帰還して、この帰還されたスイッチング出力に基づいて整流電流を断続することによって力率改善を図る力率改善手段と、

を備えて構成されていることを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項2】 上記駆動巻線に得られる誘起電圧レベルを所定量低減させる駆動巻線電圧低減手段を備えると共に、

上記駆動巻線電圧低減手段により設定された誘起電圧レベルに対応して、上記自励発振回路から出力されるスイッチング素子の駆動信号レベルを設定する抵抗値を所定値に設定したことを特徴とする請求項1に記載のスイッチング電源回路。

【請求項3】 上記力率改善手段は、

上記パワーチョークコイルを、一次側巻線とされる上記挿入巻線と共に、整流電流経路に直列に挿入される帰還用巻線を二次巻線として巻装して形成し、

上記挿入巻線に供給されたスイッチング出力を上記帰還用巻線に伝送することにより、整流電流経路に対してスイッチング出力を帰還するように構成されていることを特徴とする請求項1に記載のスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、例えば力率改善を図るための力率改善回路を備えた電流共振形のスイッチング電源回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】スイッチング電源回路として、電流共振

形コンバータに対して力率改善を図るための力率改善回路を備えて構成したものが各種提案されている。図3は、先に本出願人により出願された発明に基づいて構成されるスイッチング電源回路の一例を示す回路図である。この電源回路は自励式による電流共振形のスイッチングコンバータに対して力率改善のための力率改善回路が設けられた構成とされている。

【0003】この図に示す電源回路においては、商用交流電源ACを全波整流するブリッジ整流回路Diが備えられている。この場合、ブリッジ整流回路Diにより整流された整流出力は、力率改善回路20を介して平滑コンデンサCiに充電され、これにより平滑コンデンサCiの両端には整流平滑電圧Eiが得られることになる。

【0004】力率改善回路20においては、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子と平滑コンデンサCiの正極端子間に対して、フィルタチョークコイルLN－高速リカバリ型ダイオードD1が直列接続されて挿入される。フィルタコンデンサCNはフィルタチョークコイルLN－高速リカバリ型ダイオードD1の直列接続回路に対して並列に設けられることで、フィルタチョークコイルLNと共にノーマルモードのローパスフィルタを形成している。また、並列共振コンデンサC2は、高速リカバリ型ダイオードD1に対して並列に設けられる。ここでは詳しい説明は省略するが、例えば並列共振コンデンサC2は例えばフィルタチョークコイルLN等と共に並列共振回路を形成するようにされ、その共振周波数は後述する直列共振回路の共振周波数とほぼ同等となるように設定される。これにより、負荷が軽くなったときの整流平滑電圧Eiの上昇を抑制する作用を有するものである。また、力率改善回路20に対しては、フィルタチョークコイルLNと高速リカバリ型ダイオードD1のアノードとの接続点に対して直列共振回路の端部が接続されて、直列共振回路に得られるスイッチング出力が帰還されるようにしている。なお、力率改善回路20による力率改善動作については後述する。

【0005】この電源回路には、平滑コンデンサCiの両端電圧である整流平滑電圧Eiを動作電源とする自励式の電流共振形コンバータが備えられる。この電流共振形コンバータにおいては、図のように2つのバイポーラトランジスタによるスイッチング素子Q1、Q2をハーフブリッジ結合したうえで、平滑コンデンサCiの正極側の接続点とアース間に対して挿入するようにして接続されている。これらスイッチング素子Q1、Q2の各コレクターベース間には、それぞれ起動抵抗RS1、RS2が挿入されている。また、スイッチング素子Q1、Q2の各ベースに対して共振用コンデンサCB1、CB2を介して接続される抵抗RB1、RB2はスイッチング素子Q1、Q2に流すべきベース電流（ドライブ電流）を設定する。また、スイッチング素子Q1、Q2の各ベース－エミッタ間にはそれぞれクランプダイオードDB1、DB2が挿入

される。そして、共振用コンデンサ C_{B1} 、 C_{B2} は次に説明するドライブトランスPRTの駆動巻線 N_{B1} 、 N_{B2} と共に、自励共振用の直列共振回路を形成しており、これによりスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のスイッチング周波数を決定する。

【0006】ドライブトランスPRT (Power Regulating Transformer) はスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 を駆動すると共に、スイッチング周波数を可変制御することにより定電圧制御を行うために設けられるもので、この図の場合には駆動巻線 N_{B1} 、 N_{B2} 及び共振電流検出巻線 N_D が巻回され、更にこれらの各巻線に対して制御巻線 N_C が直交する方向に巻回された直交型の可飽和リアクトルとされている。このドライブトランスPRTの駆動巻線 N_{B1} の一端は、抵抗 R_{B1} －共振用コンデンサ C_{B1} の直列接続を介してスイッチング素子 Q_1 のベースに接続され、他端はスイッチング素子 Q_1 のエミッタに接続される。また、駆動巻線 N_{B2} の一端はアースに接地されると共に、他端は抵抗 R_{B2} －共振用コンデンサ C_{B2} の直列接続を介してスイッチング素子 Q_2 のベースと接続されている。駆動巻線 N_{B1} と駆動巻線 N_{B2} は互いに逆極性の電圧が発生するように巻装されている。

【0007】絶縁コンバータトランスPIT (Power Isolation Transformer) は、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のスイッチング出力を二次側に伝送する。この絶縁コンバータトランスPITの一次巻線 N_1 の一端は、共振電流検出巻線 N_D を介してスイッチング素子 Q_1 のエミッタとスイッチング素子 Q_2 のコレクタの接続点(スイッチング出力点)に接続されることで、スイッチング出力が得られるようにされる。

【0008】また、一次巻線 N_1 の他端は、直列共振コンデンサ C_1 を介するようにして、力率改善回路20内の高速リカバリ型ダイオード D_1 のアノードとフィルタチョークコイル L_1 の接続点に対して接続されている。これにより、一次巻線 N_1 に得られたスイッチング出力を、直列共振コンデンサ C_1 の静電容量結合を介して整流電流経路に帰還するようにしている。

【0009】この場合、上記直列共振コンデンサ C_1 及び一次巻線 N_1 は直列に接続されているが、この直列共振コンデンサ C_1 のキャパシタンス及び一次巻線 N_1

(直列共振巻線)を含む絶縁コンバータトランスPITの漏洩インダクタンス(リーケージインダクタンス)成分により、スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための直列共振回路を形成している。

【0010】また、この図における絶縁コンバータトランスPITの二次側では、一次巻線 N_1 に供給されるスイッチング周期の交番電圧によって二次巻線 N_2 に励起される交番電圧が、整流ダイオード D_{2a} 、 D_{2b} 及び平滑コンデンサ C_0 により直流電圧に変換されて二次側出力電圧 E_0 として、後段の負荷(図示しない)に供給される。

【0011】制御回路1は、例えば二次側出力電圧 E_0 のレベルに応じてそのレベルが可変される直流電流を、制御電流としてドライブトランスPRTの制御巻線 N_C に供給することにより後述するようにして定電圧制御を行う。

【0012】上記構成による電源回路のスイッチング動作としては、先ず商用交流電源が投入されると、例えば起動抵抗 R_{S1} 、 R_{S2} を介してスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のベースに起動電流が供給されることになるが、例えばスイッチング素子 Q_1 が先にオンとなったとすれば、スイッチング素子 Q_2 はオフとなるように制御される。そしてスイッチング素子 Q_1 の出力として、共振電流検出巻線 N_D →一次巻線 N_1 →直列共振コンデンサ C_1 に共振電流 I_0 が流れるが、この共振電流 I_0 が0となる近傍でスイッチング素子 Q_2 がオン、スイッチング素子 Q_1 がオフとなるように制御される。そして、スイッチング素子 Q_2 を介して先とは逆方向の共振電流 I_0 が流れる。以降、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が開始される。このように、平滑コンデンサ C_0 の端子電圧を動作電源としてスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線 N_1 に共振電流 I_0 波形に近いドライブ電流を供給し、二次巻線 N_2 に交番出力を得る。

【0013】また、ドライブトランスPRTによる定電圧制御は次のようにして行われる。例えば、二次側出力電圧 E_0 が上昇するように変動したとすると、前述のように制御巻線 N_C に流れる制御電流のレベルも二次側出力電圧 E_0 の上昇に応じて高くなるように制御される。この制御電流によりドライブトランスPRTに発生する磁束の影響で、ドライブトランスPRTにおいては飽和状態に近づく傾向となって、駆動巻線 N_{B1} 、 N_{B2} のインダクタンスを低下させるように作用するが、これにより自励共振回路の条件が変化してスイッチング周波数は高くなるように制御される。この電源回路では、直列共振コンデンサ C_1 及び一次巻線 N_1 の直列共振回路の共振周波数よりも高い周波数領域でスイッチング周波数を設定している(アップサイド制御)が、上記のようにしてスイッチング周波数が高くなると、直列共振回路の共振周波数に対してスイッチング周波数が離れていくことになる。これにより、スイッチング出力に対する直列共振回路の共振インピーダンスは高くなる。このようにして共振インピーダンスが高くなることで、一次側直列共振回路の一次巻線 N_1 に供給されるドライブ電流が抑制される結果、二次側出力電圧が抑制されることになって、定電圧制御が図られることになる。なお、以降は上記のような方法による定電圧制御方式を「スイッチング周波数制御方式」と呼び、後述する「直列共振周波数制御方式」と区別する。

【0014】また、力率改善回路20による力率改善動

作は次のようになる。これまでの説明によると、一次巻線 N_1 に得られるスイッチング出力は、直列共振コンデンサ C_1 の静電容量結合を介して、スイッチング出力を整流電流経路に帰還されることになる。この場合には、フィルタチョークコイル L_N と高速リカバリ型ダイオード D_1 のアノードとの接続点に対して、共振電流 I_o が流れるように帰還されて、スイッチング出力が印加されることになる。

【0015】上記のようにして帰還されたスイッチング出力により、整流電流経路にはスイッチング周期の交番電圧が重畳されることになるが、このスイッチング周期の交番電圧の重畳分によって、高速リカバリ型ダイオード D_1 では整流電流をスイッチング周期で断続する動作が得られることになり、この断続作用により見掛け上のフィルタチョークコイル L_N のインダクタンスも上昇することになる。また、この回路構成では、並列共振コンデンサ C_2 にはスイッチング周期の電流が流れることでその両端に電圧が発生するが、整流出力側からみた平滑コンデンサ C_i の両端電圧（整流平滑電圧 E_i ）のレベルは、この並列共振コンデンサ C_2 の両端電圧分引き下げるように作用する。これにより、整流出力電圧レベルが平滑コンデンサ C_i の両端電圧よりも低いとされる期間にも平滑コンデンサ C_i への充電電流が流れるようにされる。この結果、交流入力電流の平均的な波形が交流入力電圧の波形に近付くようにされて交流入力電流の導通角が拡大される結果、力率改善が図られることになる。

【0016】図4は、先に本出願人により提案された発明に基づいて構成することのできるスイッチング電源回路の他の構成例を示す回路図である。この電源回路も自励式の電流共振形コンバータが採用されていると共に、力率改善を図るための力率改善回路が備えられた構成とされている。

【0017】この図においては、図3に示したドライブトランスPRTの代わりに、ドライブトランスCDT(Converter Drive Transformer)が備えられる。このドライブトランスCDTにおいては、制御巻線 N_c は巻装されておらず、駆動巻線 N_{B1} 、 N_{B2} 及び共振電流 I_o 検出巻線 N_D が巻装されて構成される。従って、スイッチング周波数はほぼ固定された状態となる。この場合には、絶縁コンバータトランスPRTにおいて一次巻線 N_1 と二次巻線 N_2 の巻回方向に対して直交する方向に制御巻線 N_c を巻装している。これにより、絶縁コンバータトランスPRTを直交型の可飽和リアクトルとして構成している。

【0018】この図に示す制御回路1は、例えば絶縁コンバータトランスPRTの二次側の直流出力電圧 E_o が上昇するのに応じて、制御巻線 N_c に流れる電流レベルを小さくするように制御する。つまり、図3に示す制御回路1とは逆の動作となる。これにより、絶縁コンバー

タトランスPRTではその磁気特性が変化して、そのリーケージインダクタンスを含む絶縁コンバータトランスPRTの一次側からみたインダクタンスが大きくなり、この作用で一次巻線 N_1 を含む絶縁コンバータトランスPRTのリーケージインダクタンスと直列共振コンデンサ C_1 により形成される直列共振回路の直列共振周波数が低くなるように変化することになる。これにより、スイッチング周波数に対する電源回路の直列共振周波数の差が大きくなって共振インピーダンスが高くなり、一次巻線 N_1 にドライブ電流として流れる共振電流 I_o が減少する。この結果、絶縁コンバータトランスPRTにおける二次側への伝送出力が低下することで二次側出力電圧 E_o の上昇が抑制されて、二次側出力電圧 E_o の定電圧制御が行われることになる。なお、以降、本明細書では上述の構成による定電圧制御方式について「直列共振周波数制御方式」ということにして、前述した「スイッチング周波数制御方式」と区別する。

【0019】この図に示す力率改善回路21においては、ブリッジ整流回路 D_i の正極出力端子と平滑コンデンサ C_i の正極端子間に対して、フィルタチョークコイル L_N —高速リカバリ型ダイオード D_1 —チョークコイル L_s が直列接続されて挿入される。この場合、フィルタコンデンサ C_N は高速リカバリ型ダイオード D_1 のアノード側と平滑コンデンサ C_i の正極端子間に対して挿入されているが、このような接続形態によってもフィルタチョークコイル L_N と共にノーマルモードのローパスフィルタを形成している。また、直列共振回路(N_1 、 C_1)は高速リカバリ型ダイオード D_1 のカソードとチョークコイル L_s との接続点に対して接続される。

【0020】上記のような力率改善回路21の構成によると、直列共振回路に供給されたスイッチング出力をチョークコイル L_s 自体が有するとされる誘導性リアクタンスを介して整流電流経路に帰還するようにされる。このようにしてスイッチング出力を帰還するようにしても、整流出力ラインに重畳されるスイッチング周期の交番電圧によって、高速リカバリ型ダイオード D_1 が整流電流を断続する動作が促される。これにより、以降は図3にて説明したと同様の作用によって交流入力電流の導通角が拡大されて力率改善が図られることになる。

【0021】

【発明が解決しようとする課題】ところで、例えばコンピュータ装置や、プリンタ、ディスプレイ装置等を初めとするコンピュータ周辺機器はその動作状態等により負荷変動が大きいことが知られている。このため、これらの電子機器に対して電力を供給する電源回路としても、負荷変動に対して安定した動作が求められる。

【0022】ところが、図3及び図4に示す電源回路においては負荷変動に応じて力率も変動することが分かっている。図3に示したスイッチング電源回路であれば、例えば、重負荷から軽負荷となって二次側出力電圧 E_o

が上昇したとすると、前述したスイッチング周波数制御方式により二次側出力電圧 E_o を低下させるように動作するが、この際、直列共振回路の共振インピーダンスが高くなって共振電流 I_o を減少させるように制御する。このため、力率改善回路20内における並列共振コンデンサ C_2 の両端電圧が低下し、この低下分によって平滑コンデンサ C_i への充電電流が流れ始めるタイミングも遅延される。この結果、交流入力電流の導通角が狭くなって改善されるべき力率が低下することになる。

【0023】また、図4に示した電源回路においても、10 軽負荷時には二次側出力電圧 E_o の上昇を前述した直列共振周波数制御方式により抑制することになるが、この際直列共振回路の共振インピーダンスを高めて共振電流 I_o を減少させるように制御することになるため、チョークコイル L_s に発生する両端電圧が低下して、この低下分によって平滑コンデンサ C_i への充電電流が流れ始めるタイミングも遅延される。従って、この場合にも導通角が狭くなって力率が低下することになる。このように、図3及び図4に示した電源回路では、20 重負荷から軽負荷の状態に変化した時に、所要以上の充分な力率が得られなくなる可能性がある。

【0024】例えば、負荷変動に関わらず良好な力率を安定して得るためには、昇圧型コンバータを利用したアクティブフィルタを採用すればよいが、このようなアクティブフィルタは回路規模が大きくコストも高い。また、その動作の特性によりEMIが増加するため、このような高調波を除去するための対策も必要となるので、電源回路の小型／軽量化には不利となると共に、本来ノイズの少ない電流共振形コンバータとしての特質が活かされない。

【0025】

【課題を解決するための手段】そこで本発明は上記した課題を解決するため、商用交流電源を整流平滑化して整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、整流平滑電圧を自励式のスイッチング動作により断続するためのスイッチング素子及び自励発振駆動回路を備えたスイッチング手段と、直列共振巻線と直列共振コンデンサにより形成されスイッチング手段のスイッチング動作を電流共振形とする直列共振回路とを備えて電流共振形コンバータを形成することとした。そして、少なくとも、上記直列共振回路に対して直列に挿入される挿入巻線を巻装して形成されるパワーチョークコイルと、一次巻線とされる上記直列共振巻線と、この直列共振巻線に供給されるスイッチング出力が伝送される二次巻線と、上記直列共振巻線及び二次巻線の巻回方向に対して直交する方向に巻回された制御巻線と、上記自励発振駆動回路を形成する駆動巻線とが巻装されて形成される絶縁コンバータトランスと、二次側出力電圧レベルに応じてそのレベルが可変される制御電流を上記制御巻線に対して出力する制御電流供給手段と、直列共振回路に供給されたスイッチング 50

出力を整流電流経路に帰還して、この帰還されたスイッチング出力に基づいて整流電流を断続することによって力率改善を図る力率改善手段とを備えてスイッチング電源回路を構成することとした。

【0026】上記構成によれば、直交型の可飽和リアクトルとして形成された絶縁コンバータトランスに対してスイッチング素子をスイッチング駆動するための自励発振回路の駆動巻線が巻装されることになるが、これにより、絶縁コンバータトランスは、交流入力電圧レベルに応じて、直列共振回路を形成する一次巻線のインダクタンスに加えて、駆動巻線のインダクタンスも可変制御するように構成される。即ち、本発明の絶縁コンバータトランスは、スイッチング周波数制御方式と直列共振周波数制御方式の両者の方式を兼用して定電圧制御を実行する制御トランスとしての機能を有することになる。

【0027】

【発明の実施の形態】図1は、本発明の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成を示す回路図であり、図3及び図4と同一部分は同一符号を付して説明を省略する。この図に示す電源回路においては、絶縁コンバータトランスPRTにおいて、一次巻線 N_1 、二次巻線 N_2 、及び駆動巻線 N_{B1} 、 N_{B2} が巻装されていると共に、これらの巻線の巻回方向に対して直交する方向に制御巻線 N_c を巻装して構成される。なお、この場合には、駆動巻線 N_{B1} は一次巻線 N_1 を巻き上げるようにして形成されている。これにより、本実施の形態においては、交流入力電圧レベルに応じてそのレベルが可変される制御電流が制御回路1から制御巻線 N_c に供給されることで、絶縁コンバータトランスPRTにおいて、駆動巻線 N_{B1} 、 N_{B2} のインダクタンスを制御することが可能となる。このような絶縁コンバータトランスPRTを備えた構成による電源回路の定電圧制御については後述する。

【0028】また、本実施の形態における直列共振回路としては、一次巻線 N_1 の一端がスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のスイッチング出力点と接続されて、他端は直列共振コンデンサ C_1 とパワーチョークコイルPCCの巻線 N_p の直列接続を介して一次側アースに対して接地される。つまり本実施の形態においては、一次巻線 N_1 （絶縁コンバータトランスPRTのリーケージインダクタンス）、直列共振コンデンサ C_1 及びパワーチョークコイルPCCの巻線 N_p の直列接続により直列共振回路が形成される。そして、上記のようにして形成される本実施の形態の直列共振回路においては、この直列共振回路を形成すべきインダクタンス成分としては、パワーチョークコイルPCCの巻線 N_p のインダクタンス L_s がそのほとんどを占めるように形成される。従って、例えば一次巻線 N_1 のインダクタンスは直列共振回路を形成するインダクタンスとしてはほぼ無視することができる程度と見做される。

【0029】本実施の形態の力率改善回路10は、例え

ば図4に示した力率改善回路21の構成に対して、パワーチョークコイルPCCが設けられた構成とみることができる。このパワーチョークコイルPCCは、直列共振回路を形成するインダクタンスである巻線N_Pを一次側巻線とし、高速リカバリ型ダイオードD₁と平滑コンデンサC_iの正極端子間に直列に挿入される巻線N_Sを二次側巻線として巻装して構成されている。このようにして形成される力率改善回路10では、直列共振回路に供給されたスイッチング出力がパワーチョークコイルPCCの巻線N_Pにも得られることになるが、パワーチョークコイルPCCでは、この巻線N_Pに得られたスイッチング出力を二次側の巻線N_Sに伝送する。これにより、整流電流経路側では巻線N_SのインダクタンスL_Sに対してスイッチング周期の電圧（スイッチング電圧）が重畳されることになるが、このスイッチング電圧の重畳分によって、高速リカバリ型ダイオードD₁により整流電流を断続する動作が促されることになる。これにより、以降は図4にて説明したのと同様の作用によって交流入力電流の導通角が拡大されて力率改善が図られることになる。

【0030】上記のようにして構成される本実施の形態の電源回路の定電圧制御方法について説明する。なお、本実施の形態のスイッチング電源回路においても図3及び図4に示した電源回路と同様にアップサイド制御が前提とされているものとして説明する。

【0031】本実施の形態においては、例えば交流入力電圧V_{AC}が上昇したり負荷が軽くなるのに従って二次側出力電圧E_oが上昇するのに応じて、制御回路1からはそのレベルが増加される制御電流I_cを出力するようにされている。このように、交流入力電圧V_{AC}の上昇に応じて制御電流I_cのレベルが増加することで、絶縁コンバータトランスPRTは飽和状態に近づくことになり、駆動巻線N_{B1}、N_{B2}のインダクタンス、及び一次巻線N₁のインダクタンスを小さくするように制御することになる。駆動巻線N_{B1}、N_{B2}のインダクタンスが小さくされることにより、スイッチング周波数f_sは、図2に示すようにして高くなるように制御される。なお、本実施の形態においては例えばスイッチング周波数f_sは100KHz～250KHzの範囲で可変されるように構成されている。これに対して、一次巻線N₁は前述したように、直列共振回路を形成するインダクタンスとしての影響は小さいため、絶縁コンバータトランスPRTにおけるインダクタンス制御に対する直列共振周波数の上昇は僅かなものとなり、定電圧制御に対する影響はほとんどないものとみることができる。従って本実施の形態においては、図3における説明と同様の原理によってスイッチング周波数制御方式によって二次側出力電圧E_oの安定化が図られることになる。

【0032】例えば、本実施の形態のように絶縁コンバータトランスPRTにおけるインダクタンスの可変制御

によってスイッチング周波数を制御して安定化を図る構成は、例えば、図3に示したようなドライブトランスPRTによりスイッチング周波数を制御して安定化を図る構成や、図4に示したような直列共振周波数制御方式により安定化を図る構成と比較して、安定化可能な二次側出力電圧E_oの変動範囲を広くとることができる。従って、本実施の形態においては、上述のような構成による定電圧制御によって、二次側出力電圧E_oに対する安定化の信頼性を十分に確保することが可能となる。

【0033】また、上記定電圧制御に並行する本実施の形態の力率改善動作は次のようになる。例えば負荷条件が重負荷から軽負荷に変動した場合には、前述のように絶縁コンバータトランスPRTにおいて、直列共振周波数が若干高くなるように制御されることになるが、これにより、直列共振回路の共振インピーダンスはスイッチング周波数に近付くために低くなる傾向となる。こうして、直列共振回路の共振インピーダンスが低くなるように制御されることで、直列共振回路に流れる共振電流I_oの電流量が増加することになる。この場合、パワーチョークコイルPCCでは、そのレベルが増加された直列共振電流I_oによってスイッチング出力を帰還するように動作し、これによってパワーチョークコイルPCCの二次側となる巻線N_Sに励起されるスイッチング電圧のレベルも高くなる。これにより、巻線N_SのインダクタンスL_Sは大きくなるように変化するため、整流平滑電圧E_iのレベルは更に引き下げられて、交流入力電流の導通角が拡大され、力率を向上させることになる。前述したように、力率は負荷が軽くなるのに従って低下する傾向を有する。そこで、本実施の形態では、上記のようにして負荷変動に応じてスイッチング出力の帰還量を制御するようにして力率改善が行うようにすることで、軽負荷時における力率の低下が抑制されることになる。

【0034】具体的に図1に示した本実施の形態の電源回路では、二次側出力電圧の安定化が確保された上で、AC100V/50Hzの交流入力電圧入力時に、180W～60Wの負荷変動に対して0.85～0.75の範囲で力率の安定化が維持されるという結果が得られた。

【0035】なお、絶縁コンバータトランスPRTにおいて可変制御される直列共振周波数は、定電圧制御の観点からみた場合には逆の傾向を有することになる。つまり、軽負荷時には二次側出力電圧E_oを上昇させるように作用することになるが、前述のように本実施の形態の構成による直列共振周波数の可変幅は、絶縁コンバータトランスPRTによるスイッチング周波数の可変幅に対して非常に小さいため、絶縁コンバータトランスPRTのスイッチング周波数制御による定電圧制御により充分吸収することが可能であり、安定化されるべき二次側出力電圧に対する影響は無視することが可能である。

【0036】また、本実施の形態の電源回路において二

次側の直流出力ラインの負荷が短絡したような場合には、絶縁コンバータトランスPRTのコアが飽和状態となるが、この際、直列共振回路のインダクタンスとして挿入されたパワーチョークコイルPCCの巻線N_PのインダクタンスL_Pの作用によって、直列共振回路のスイッチング出力電流（共振電流I₀）が制限されることになるため、負荷短絡状態のもとでも一次側において安定したスイッチング動作を維持することができ、負荷短絡状態の解除後は自動復帰することが可能である。従って、例えば負荷短絡に対応した保護回路等を設ける必要がなくなる。

【0037】更に、本実施の形態では主として直列共振回路のインダクタンスを形成するものとされるパワーチョークコイルPCCの巻線N_Pに対して巻線N_Sを巻装し、このパワーチョークコイルPCCの磁気結合作用によって整流電流経路にスイッチング出力を帰還するようにしている。つまり、本実施の形態のパワーチョークコイルPCCは、直列共振回路を形成するインダクタンスの機能と、その磁気結合作用を介してスイッチング出力を整流電流に帰還する帰還手段としての機能を兼用するようにされており、これによって、例えば直列共振回路を形成するインダクタンスとしてのパワーチョークコイルと、スイッチング出力を帰還するための磁気結合トランスをそれぞれ個別に設ける場合よりも回路の小型化を実現することが可能である。

【0038】このような本実施の形態の電源回路は例えばコンピュータ機器及びその周辺機器等、その動作状態等によって負荷変動の大きな機器のスタンバイ電源として採用するのに好適なる。

【0039】なお、これまでの説明のような構成により定電圧制御と力率の安定化制御を行うには、当該スイッチング電源回路が交流入力電圧AC100V系又はAC200V系の何れか一方の単レンジ対応の構成を採っていることが好ましい。即ち、二次側出力電圧E₀の変動範囲が比較的狭く、これに対する安定化のための制御範囲も比較的狭くて済む場合に有効となる。

【0040】図2は、本発明の他の実施の形態としてのスイッチング電源回路の一構成例を示す回路図であり、図1、図3、及び図4と同一部分には同一符号を付して、自励式電流共振形コンバータの動作及び定電圧制御動作等については説明を省略する。また、この図に示す力率改善回路10は、先に図1に示した力率改善回路10の構成と同様であり、従って力率改善も図1にて説明したと同様の作用によって行われることになる。

【0041】先に説明した実施の形態のスイッチング電源回路は、例えば最大200W程度までの負荷電力に対応可能とされるが、図6に示される電源回路においては、更に重負荷に対応可能とするために、4石のスイッチング素子をフルブリッジ結合して形成される自励式の電流共振形コンバータが備えられている。このようなフ

ルブリッジ結合式の自励式電流共振形コンバータにおいては、4石のスイッチング素子Q₁、Q₂、Q₃、Q₄が備えられている。スイッチング素子Q₁及びQ₂は、平滑コンデンサC_iの正極とアース間に対して、それぞれのコレクターエミッタを介して直列に接続されている。これらスイッチング素子Q₁、Q₂を起動する起動抵抗(R_{S1}、R_{S2})の挿入位置、及びスイッチング素子Q₁、Q₂を駆動するための共振回路を備えて形成される自励共振回路系(N_{D1}-R_{B1}-C_{B1}及びD_{B1}、N_{D2}-R_{B2}-C_{B2}及びD_{B2})の接続形態は、例えば先に図4により説明したコンバータトランスCDTを備えた電源回路における、ハーフブリッジ結合されたスイッチング素子Q₁、Q₂に対する接続形態に準ずることから説明を省略する。

【0042】また、スイッチング素子Q₃、Q₄に対しても、それぞれ起動抵抗R_{S3}、R_{S4}、クランプダイオードD_{B3}、D_{B4}、抵抗R_{B3}、R_{B4}、共振コンデンサC_{B3}、C_{B4}、及び共振電流検出巻線N_{D3}、N_{D4}が、上述と同様の接続形態により設けられて、スイッチング素子Q₃、Q₄の各駆動回路系を形成している。

【0043】本実施の形態において設けられるドライブトランスCDTにおいては、スイッチング素子Q₁～Q₄を駆動するための共振電流検出巻線N_{D1}～N_{D4}が巻装され、更に巻線N_Aが巻装されて構成される。

【0044】この場合、一次側の直列共振回路としては、スイッチング素子Q₃、Q₄のエミッターコレクタの接続点（スイッチング出力点）に対して一次巻線N₁の一端が直列共振コンデンサC₁を介して接続され、その他端はパワーチョークコイルPCCの巻線N_Pの直列接続を介してスイッチング素子Q₁、Q₂のエミッターコレクタの接続点（スイッチング出力点）と接続されている。この接続形態によって、直列共振回路に対してスイッチング素子Q₁～Q₄のスイッチング出力が供給される。

【0045】フルブリッジ形式の電流共振形コンバータのスイッチング動作としては、例えばスイッチング素子[Q₁、Q₄]の組とスイッチング素子[Q₂、Q₃]の組が交互にオン/オフ動作を行うようにされる。例えば、先ず商用交流電源が投入されると、起動抵抗R_{S1}～R_{S4}を介してスイッチング素子Q₁～Q₄のベースにベース電流が供給されることになるが、仮にスイッチング素子[Q₁、Q₄]が先にオンとなったとすれば、スイッチング素子[Q₂、Q₃]はオフとなるように制御される。そして、スイッチング素子[Q₁、Q₄]の出力として、スイッチング素子Q₁のコレクターエミッター巻線N_P→一次巻線N₁→直列共振コンデンサC₁→スイッチング素子Q₄のコレクターエミッター→一次側アースの経路で電流が流れるが、この際、一次側直列共振回路を流れる共振電流が0となる近傍でスイッチング素子[Q₂、Q₃]がオン、スイッチング素子[Q₁、Q

4] がオフとなるように制御される。そして、スイッチング素子 Q_2 を介して先とは逆方向に直列共振回路に対して共振電流が流れる。以降、スイッチング素子 $[Q_1, Q_4]$ 及び $[Q_2, Q_3]$ が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が開始される。このように、平滑コンデンサ C_i の端子電圧を動作電源としてスイッチング素子 $[Q_1, Q_4]$ 及び $[Q_2, Q_3]$ が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁コンバータトランスの一次側巻線 N_1 に共振電流波形に近いドライブ電流を供給し、二次側の二次巻線 N_2 に交番出力を得る。

【0046】このようにしてフルブリッジ結合式の電流共振形コンバータを備えて構成される電源回路でも、先の実施の形態と同様にして、パワーチョークコイル PC のインダクタンスを含んで直列共振回路を形成すると共に、絶縁コンバータトランス PRT に巻装された駆動巻線 N_B のインダクタンスを可変するようにしてスイッチング周波数制御方式に基づいて定電圧制御を行うようにされている。そして、この定電圧動作に並行して、絶縁コンバータトランス PRT において直列共振周波数を可変制御することによって、共振電流 I_0 の増減をコントロールする。つまり、スイッチング出力の帰還量をコントロールすることで、軽負荷時における力率の低下を抑制して、負荷条件に関わらずほぼ安定した高力率を維持することが可能になる。

【0047】また、図2に示す電源回路においては、ドライブトランス CDT が備えられる。このドライブトランス CDT には、前述のように4組の共振電流検出巻線 $N_{D1} \sim N_{D4}$ 及び巻線 N_A が巻装されて構成されている。ここで、巻線 N_A は絶縁コンバータトランス PRT の駆動巻線 N_B と閉回路を形成するようにして接続されている。この場合、絶縁コンバータトランス PRT に巻装される駆動巻線としては、駆動巻線 N_B の1組だけが備えられる。

【0048】この場合には、スイッチング出力により駆動巻線 N_B に励起されるスイッチング周期の交番電圧がドライブトランス CDT の巻線 N_A に対して伝送されることになる。ドライブトランス CDT においては、巻線 N_A と共振電流検出巻線 N_{D1}, N_{D2} 間について N_D / N_A （ここで N_D は共振電流検出巻線 $N_{D1} \sim N_{D4}$ の各々の共通の巻線数を示す）により示される所定の巻線比が設定されている。これにより、駆動巻線 N_B に励起されたスイッチング周期の交番電圧は、上記巻線比 N_D / N_A に従って減圧されて、各共振電流検出巻線 $N_{D1} \sim N_{D4}$ に伝送されることになる。スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ は、上記共振電流検出巻線 $N_{D1} \sim N_{D4}$ に伝送される交番電圧に基づいて駆動されることになるが、この交番電圧が上記のようにして減圧されることで、スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ に供給されるべきベース電流量が低減されるため、ここでは、スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ に対して接続するベース電流制限抵抗として、例えば図1に示

したベース電流制限抵抗 R_{B1}, R_{B2} よりも小さい所定の抵抗値を有するベース電流制限抵抗 $R_{B1a}, R_{B2a}, R_{B3a}, R_{B4a}$ を用いるようにされる。

【0049】例えば、仮に絶縁コンバータトランス PRT に巻装された駆動巻線に励起される交番電圧に基づいて、直接スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ を駆動する場合、駆動巻線には比較的高いレベルの交番電圧が発生するため、ベース電流制限抵抗には比較的高い抵抗値のものを選定して適正なベース電流量にまで制限する必要があるが、この場合には、そのベース電流の制限量に応じて電力損失が増加することになる。これに対して、本実施の形態のようにドライブトランス CDT により減圧した交番電圧によりスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ を駆動するようにすれば、この作用で自励共振回路を介してベースに流れる電流レベルは制限されることになるため、低抵抗のベース電流制限抵抗 $R_{B1a}, R_{B2b}, R_{B3a}, R_{B4a}$ を選定することが可能になり、それだけ電力損失も低減されることになる。

【0050】なお、図2ではスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ を駆動するための交番電圧を減圧させるためのコンバータトランス CDT をフルブリッジ結合式の電流共振コンバータに対して組み合わせているが、ハーフブリッジ結合式の電流共振コンバータに対して組み合わせることは当然可能である。

【0051】また、本発明はこれまで実施の形態として説明した構成に限定されるものではなく、実際の使用条件等に応じて変更が可能である。

【0052】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、自励式の電流共振形コンバータを採用したスイッチング電源回路において、絶縁コンバータトランスの一次巻線と直列共振コンデンサの直列接続に対してパワーチョークコイルの巻線を直列接続することにより直列共振回路を形成すると共に、可飽和リアクトルとして形成された絶縁コンバータトランスに対して、スイッチング素子の自励共振用の共振回路を形成する駆動巻線を巻装するという比較的簡略な構成によって、スイッチング周波数制御方式による定電圧制御を実現したうえで、軽負荷時において力率改善回路により改善されるべき力率の低下を抑制することが可能とされ、これにより、本発明のスイッチング電源回路では負荷変動に関わらず改善されるべき力率をほぼ一定に維持することが可能となる。このため、例えば力率改善のためにアクティブフィルタを採用した電源回路と比較した場合には、回路の小形／軽量化及び低コスト化を図ることが可能となる。またEMIの観点からも本発明のスイッチング電源回路のほうが有利となる。特に近年は、コンピュータ機器やコンピュータ関連機器等が広く普及しているが、これらの機器はその動作状態等によって負荷変動幅が大きいので、これらの機器に本発明のスイッチング電源回路を採用することで、その負

荷変動に関わらず常に良好な力率が得られる電子機器を提供することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成を示す回路図である。

【図 2】他の実施の形態としての電源回路の構成例を示す回路図である。

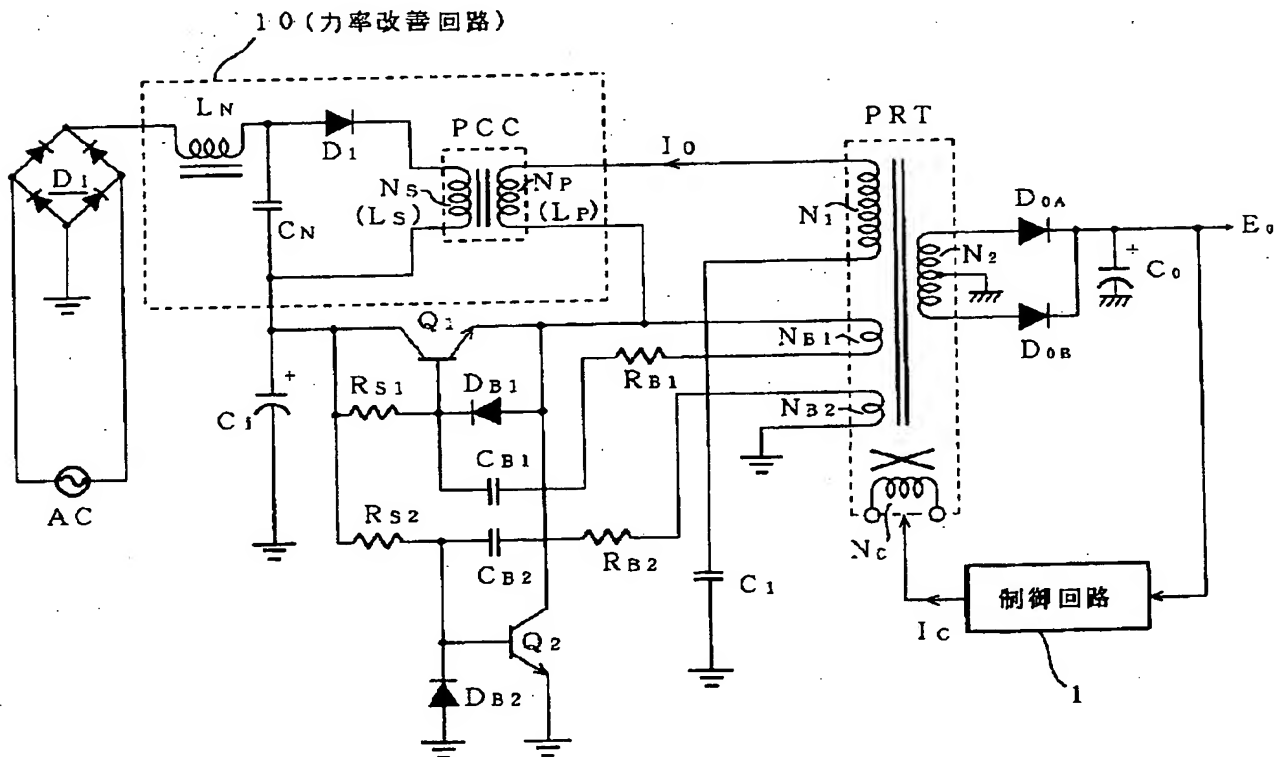
【図 3】先行技術としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 4】先行技術としての電源回路の構成例を示す回路図である。

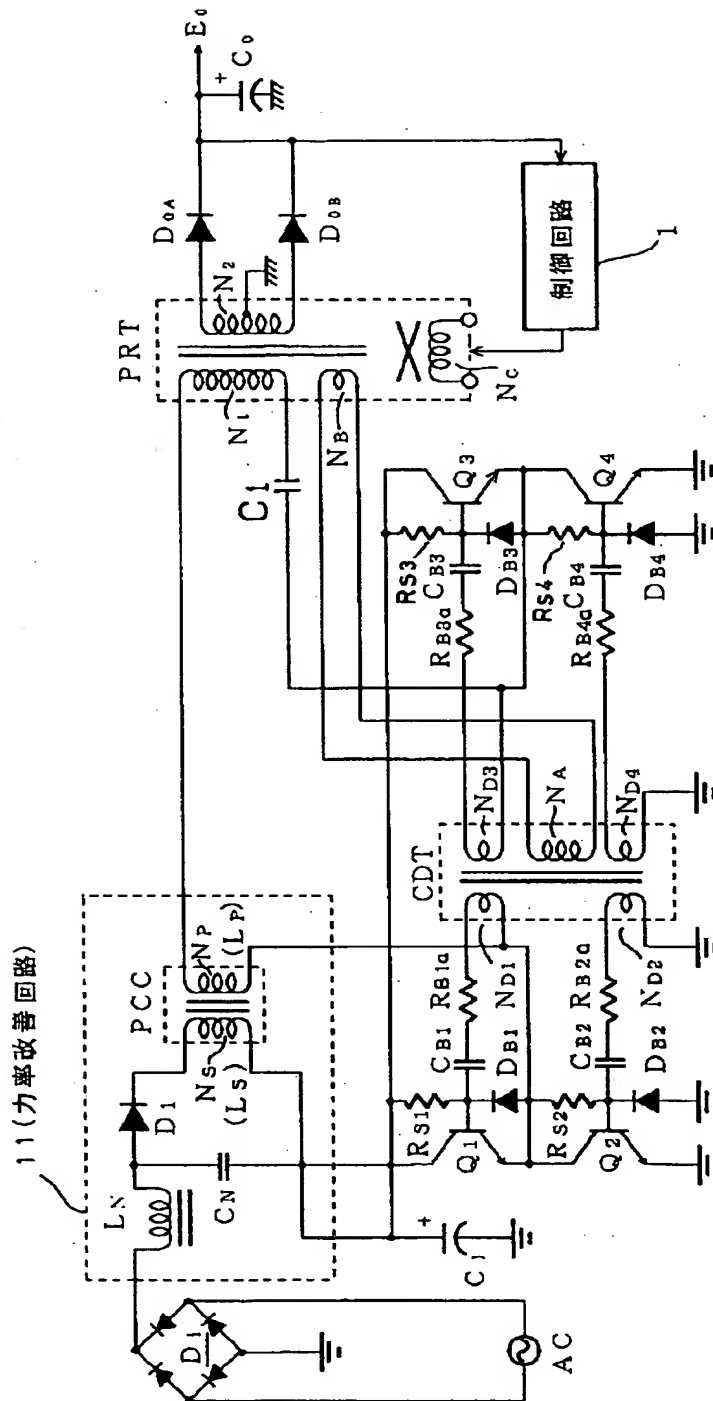
【符号の説明】

1 制御回路、10 力率改善回路、 D_1 高速リカバリ型ダイオード、 L_N フィルタチョークコイル、 C_N フィルタコンデンサ、PCC パワーチョークコイル、 N_P 、 N_S 巻線、 $Q_1 \sim Q_4$ スwitching素子、 N_1 一次巻線、 N_2 二次巻線、 N_3 三次巻線、 C_i 平滑コンデンサ、 C_1 直列共振コンデンサ、 C_2 並列共振コンデンサ、PRT 絶縁コンバータトランス、 N_c 制御巻線、CDT ドライブトランス、 N_B 、 N_{B1} 、 N_{B2} 駆動巻線、 $N_{D1} \sim N_{D4}$ 共振電流検出巻線、 I_0 共振電流

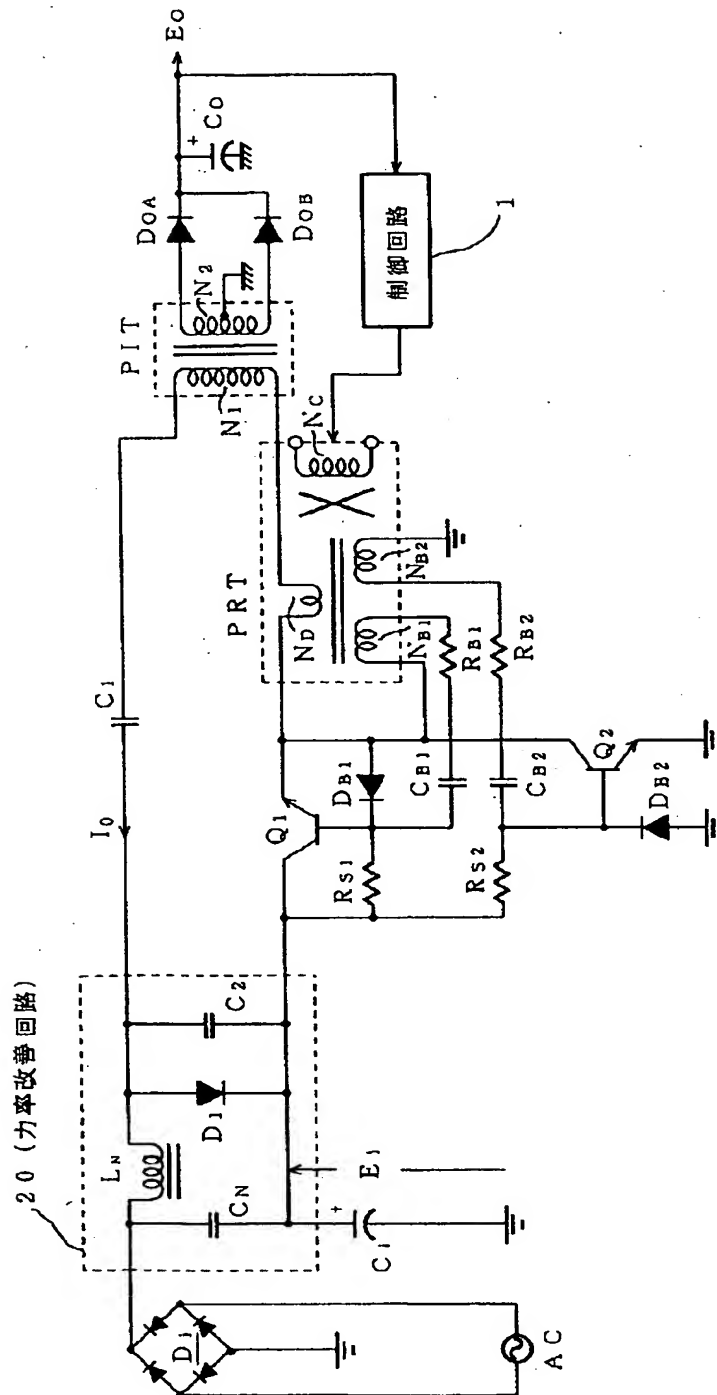
【図 1】



【図2】



【図3】



【図4】

